



**Facultad de Ingeniería y Computación**

**Escuela Profesional de Ingeniería  
Electrónica y de Telecomunicaciones**

**“Eco-localización por medio del uso  
de sub-muestreo y señales multi-tono  
en frecuencias ultrasónicas”**

**Presentado por:**

**Josué Manuel Pareja Contreras**

**Para Optar por el Título Profesional  
de:**

**Ingeniero Electrónico y de  
Telecomunicaciones**

**Orientador: “Manuel Gustavo Sotomayor Polar”**

**Arequipa, Noviembre de 2017**



“La ciencia no es sino una perversión de sí misma a menos que tenga como  
objetivo final el mejoramiento de la humanidad”

*Nikola Tesla, 1856-1943*



# Índice general

<b>Resumen</b>	<b>5</b>
<b>1 Introducción</b>	<b>7</b>
1.1 Planteamiento del problema . . . . .	8
1.2 Objetivos . . . . .	8
1.2.1 Objetivo general . . . . .	8
1.2.2 Objetivos específicos . . . . .	8
1.3 Contribuciones de este trabajo . . . . .	8
<b>2 Estado del Arte</b>	<b>11</b>
<b>3 Marco Teórico</b>	<b>13</b>
3.1 Adquisición digital de una señal analógica . . . . .	13
3.1.1 Resolución y Profundidad de bits . . . . .	13
3.1.2 Velocidad de muestreo . . . . .	14
3.1.3 Debajo del limite de Nyquist (Sub-muestreo) . . . . .	14
3.1.4 <i>Anti Aliasing</i> en <i>Under-Sampling</i> . . . . .	15
3.2 Generación de una señal analógica . . . . .	15
3.3 Arreglo discreto de sensores o Apertura Discreta . . . . .	16
3.3.1 Diseño de un arreglo discreto de sensores . . . . .	17
3.3.2 <i>Aliasing</i> espacial . . . . .	19
3.3.3 Comportamiento de fuentes en campo cercano . . . . .	20
3.3.4 <i>Beamforming</i> . . . . .	21
3.4 Ultrasonido y Sensores Ultrasónicos . . . . .	23
3.5 Filtro Adaptado y Función de Ambigüedad . . . . .	23
3.5.1 Filtro Adaptado . . . . .	23
3.5.2 Función de Ambigüedad (FA) . . . . .	25
<b>4 Propuesta de Solucion</b>	<b>27</b>
4.1 Generación y Recepción de una señal ultrasónica . . . . .	27
4.2 Consideraciones en el uso de memoria . . . . .	30
4.3 Procesamiento de las señales . . . . .	31
4.3.1 Elevación en frecuencia . . . . .	31
4.3.2 Filtrado espacial . . . . .	32
4.3.3 Filtro adaptado y detección de envolvente . . . . .	33
4.4 Experimentación . . . . .	33

---

<b>5</b>	<b>Resultados</b>	<b>35</b>
5.1	Patrón de Radiación . . . . .	35
5.2	Directividad . . . . .	35
5.3	Medición de distancias . . . . .	37
5.4	Señales de excitación . . . . .	38
5.5	Localización . . . . .	40
<b>6</b>	<b>Conclusiones</b>	<b>43</b>
<b>7</b>	<b>Recomendaciones y futuros trabajos</b>	<b>45</b>
	<b>Bibliografía</b>	<b>49</b>

# Índice de figuras

3.1. (a) Señal analógica de entrada (b) Salida del ADC . . . . .	14
3.2. Reflejo del espectro de una señal en las distintas ventanas de Nyquist	15
3.3. (a)Apertura Continua (b)Apertura Discreta . . . . .	16
3.4. (a) Número elementos variable ( $d = \frac{\lambda}{2} m$ , $f = 40 KHz$ ), (b) Número elementos variable, misma longitud ( $L=0.01 m$ , $f = 40 KHz$ ), (c) Distancia entre elementos variable ( $N = 8$ , $f = 40 KHz$ ) . . . . .	18
3.5. Patrón de directividad ( $20 KHz < f < 75 KHz$ , $N = 8$ , $d = \frac{\lambda}{2} m$ ) . .	19
3.6. <i>Aliasing</i> espacial en el patrón de directividad ( $N = 8$ , $f = 40 KHz$ ) .	20
3.7. Comparación de fuente en campo lejano y campo cercano . . . . .	20
3.8. Efecto generado por la emisión de la fuente en el campo cercano . .	21
3.9. Patrón direccionado a $45^\circ$ ( $N=8$ , $f=40 KHz$ , $d = \frac{\lambda}{2} m$ ) . . . . .	22
3.10. Salida del filtro adaptado . . . . .	25
3.11. (a) FA de una señal de un solo tono, (b) FA de una señal multi-tono ( $BW = 2.8 KHz$ ), (c) FA de Ruido blanco ( $BW = 2.8 KHz$ ) . . . . .	26
4.1. Espectro de la señal generada . . . . .	27
4.2. Diagrama del Sistema . . . . .	29
4.3. Diagrama del Sistema . . . . .	29
4.4. Coeficiente de transmisión . . . . .	30
4.5. Señal de excitación y tiempo de vuelo . . . . .	30
4.6. (a) Espectro de la señal sub-muestreada (b)Up-Sampling, elevación en frecuencia y filtrado paso altas (c)Señal reconstruida y ubicada en su ventana original . . . . .	32
4.7. Filtrado espacial, aplicación de filtro adaptado y envolvente . . . . .	33
5.1. Patron de Radiación del transmisor . . . . .	35
5.2. Pruebas de directividad . . . . .	36
5.3. Detección de fuente a $80^\circ$ . . . . .	36
5.4. Prueba de medición de distancia . . . . .	37
5.5. (a) Un solo Tono, (b) Multi-Tono, (c) Ruido Blanco 1, (d) Ruido Blanco 2 . . . . .	39
5.6. Escenario de pruebas . . . . .	40
5.7. Resultados de la Prueba 1 . . . . .	41
5.8. Resultados de la Prueba 2 . . . . .	41
5.9. Resultados de la Prueba 3 . . . . .	42
5.10. Resultados de la Prueba 4 . . . . .	42





## Índice de cuadros

5.1. Resultados de la prueba de directividad . . . . .	37
5.2. Comparación de distancias . . . . .	38
5.3. Señales de excitación . . . . .	38



# Resumen

El presente trabajo propone el diseño y la construcción de un sistema de eco-localización que opera dentro del rango de las frecuencias ultrasónicas. La señal de excitación que es diseñada y generada digitalmente, posee varias componentes en frecuencia que la convierten en una señal con energía dispersa en el espectro y características temporales que ayudan a la eco-localización. Un arreglo de sensores ultrasónicos que se encuentran separados unos de otros, a una distancia calculada en base a las técnicas de diseño de arreglos de sensores, recogen la señal desde su emisión para pasar por una etapa de amplificación y ,finalmente, a una etapa de adquisición controlada por un micro-controlador (MCU) de 32 bits. La frecuencia de muestreo es controlada por un temporizador interno del MCU que es configurado para funcionar por debajo del limite de Nyquist, con lo cual, la señal sería sub-muestreada y se procedería, mediante el uso de técnicas digitales, a su reconstrucción y uso para la eco-localización mediante el filtrado espacial, que consiste en desfases temporales calculados aritméticamente y aplicados a cada elemento del arreglo de sensores. Se compararon los resultados obtenidos usando distintas señales de excitación para la localización, como también, usando distintas frecuencias de muestreo, donde se demostró que el uso de una frecuencia de muestreo que se encuentra por debajo del limite de Nyquist, puede obtener resultados similares a los que se obtendrían con una frecuencia de muestreo que respeta el teorema de muestreo.



# 1 Introducción

Los sistemas actuales de detección toman decisiones en función de la información que pueden recoger de sus alrededores. La posición y la velocidad de objetos o personas pueden ser usadas como variables de entrada para sistemas de inteligencia artificial que pueden detectar la forma, tamaño, distancia relativa o incluso la dirección de movimiento de un objetivo.

La eco-localización es una técnica basada en el uso de señales y ecos para poder determinar la distancia de un objetivo. Dependiendo de la tecnología que se use, la eco-localización puede ser usada en el rango de las frecuencias audibles, ultrasónicas, las radio frecuencias e incluso en el espectro de la luz. Para la determinación de la dirección es necesario aplicar técnicas de filtrado espacial que requieren de un arreglo de sensores, estos elementos pueden tener, dependiendo de la aplicación, diferentes características, como pesos ( $W$ ) y desfases temporales ( $\tau$ ) al momento de su digitalización.

La adquisición de la señal para su procesamiento es de vital importancia, dentro de esta etapa entran a jugar un rol importante características como la frecuencia de muestreo ( $F_s$ ), la profundidad de bits ( $Pb$ ) y la secuencialidad en la cual las señales de diferentes canales son digitalizadas. Es común el uso de sistemas de adquisición de datos (DAQ) que permiten la digitalización de varias señales de forma paralela; sin embargo, estos tienen un costo elevado debido a que sus diseños están basados en el uso de una matriz de puertas programable *in situ* (FPGA) y conversores analógico-digital independientes (ADC), además estas herramientas comúnmente trabajan con software de proveedores que raramente son de fácil acceso.

En contraste con anteriores investigaciones, este trabajo plantea dos cuestiones que en cierta manera resultarían novedosas en el uso de elementos ultrasónicos que funcionan a 40Khz, pero que ya han sido ampliamente usadas en sistemas a mayor escala: *i*) El uso de señales de excitación que no poseen una sola componente en frecuencia, sino que ocupan un ancho de banda en el dominio de la frecuencia, llevando a los transmisores y receptores del sistema a un uso casi total de sus capacidades espectrales. *ii*) El uso de una  $F_s$  que esta por debajo del limite de Nyquist (sub-muestreo). Esta técnica, conocida por su nombre en inglés como *under-sampling*, determina que para poder reconstruir una señal digitalmente no es necesario usar una frecuencia de muestreo mayor al doble de la máxima componente en frecuencia de la señal ( $F_{max}$ ), sino que solo es necesario usar una frecuencia de muestreo que sea como mínimo, mayor al doble del ancho banda ( $BW$ ) de la señal de interés [1].

## 1.1. Planteamiento del problema

A pesar que la eco-localización con ultrasonido es un campo de estudio muy desarrollado, el uso de señales de excitación con varias componentes en frecuencia y técnicas de muestreo que retan el límite de Nyquist no es algo que se haya planteado aún usando dispositivos con una frecuencia central de 40 KHz. Existe un cierto desperdicio de las capacidades espectrales de los dispositivos ultrasónicos que funcionan a 40KHz, además que el uso de una  $F_s$  que respeta el teorema de muestreo, representa un mayor uso en la memoria de aquellos dispositivos que se encargan del almacenamiento de esta información, como por ejemplo la RAM estática (SRAM). Incluso, el control de una velocidad de muestreo alta, significa poner mayor carga para cualquier procesador.

Otro aspecto ya mencionado, son las herramientas de adquisición de datos que no son de fácil acceso y no poseen una completa libertad para su programación y configuración.

## 1.2. Objetivos

### 1.2.1. Objetivo general

Diseñar de un sistema de eco-localización ultrasónico basado en el uso de señales multi-tono y sub-muestreo.

### 1.2.2. Objetivos específicos

1. Construir y programar de las etapas de emisión y recepción en base a micro controladores (MCU) y componentes comunes.
2. Diseñar e implementar de la etapa de procesamiento.
3. Analisar y comparar de los resultados obtenidos con métodos convencionales de generación de una señal de excitación y de muestreo.

## 1.3. Contribuciones de este trabajo

Parte de este trabajo fue aceptado para ser publicado en las actas de conferencia del II International Symposium on Instrumentation Systems, Circuits and Transducers (INSCIT 2017) que serán indexadas en IEEE Xplore. Dicha conferencia fue llevada a cabo en la ciudad de Fortaleza-Brasil en agosto y septiembre del 2017 [2].

Este trabajo propone aprovechar las capacidades espectrales de los dispositivos ultrasónicos que trabajan con una frecuencia central de 40 KHz usando señales moduladas, además se usa la técnica del sub-muestreo con el objetivo de reducir la carga

computacional de un procesador al momento de adquirir la información analógica de un arreglo de sensores.

## **Organización del Presente Documento**

El capítulo 2 contiene información de las últimas investigaciones y trabajos referenciales que ayudaron a plantear las bases para el desarrollo de esta investigación.

En el capítulo 3, se desarrolla las bases teóricas de los sistemas de procesamiento de señales y los métodos que pueden ser usados para el reconocimiento de objetivos.

En el capítulo 4 ,se encuentra la propuesta de solución, donde se desarrollarán los métodos y técnicas usadas para cumplir los objetivos planteados.

En el capítulo 5, se encuentran los resultados obtenidos, comparando en cada caso el uso de una frecuencia de muestreo convencional y otra por debajo del límite de Nyquist.

Para finalizar, en el capítulo 6 se desarrollaron las conclusiones y se plantea los futuros trabajos.





## 2 Estado del Arte

El filtrado espacial como técnica puede ser aplicado en diferentes campos y contextos, como por ejemplo en [3] se plantea el uso de un arreglo de micrófonos para la detección de la dirección del habla, en este caso la separación entre cada elemento aumenta de manera exponencial en relación al centro del arreglo, con el objetivo de poder generar un patrón de radiación que se mantenga constante en el espectro, debido a que el rango de frecuencias conversacionales de la voz humana se encuentra entre 250 y 3000 Hz. Cuando la separación de todos los elementos del arreglo se mantiene constante, la directividad de distintas fuentes generando sonido a distintas frecuencias puede ser determinada pero con distinta precisión, es el caso de [4] donde un arreglo circular de 24 micrófonos es usado para poder detectar señales que se encuentran dentro del espectro de la voz humana. La aplicación desarrollada en [5] muestra el uso de varios arreglos de micrófonos distribuidos en una cocina, con el objetivo de detectar la posición y la altura de distintos tipos de fuentes sonoras. Incluso la mejora de técnicas para aplicaciones de radar y sonar son desarrolladas dentro del espectro audible [6], debido a su simplicidad y reducida complejidad al momento de la generación y adquisición de señales.

El espectro ultrasónico es sumamente usado para aplicaciones de eco-localización también basadas en el filtrado espacial, tal es el caso de [7, 8] donde un arreglo lineal de 8 sensores ultrasónicos que poseen una frecuencia central de 40 KHz son usados para la detección de presencia en ambientes de interiores. En [9] un arreglo lineal de 9 sensores ultrasónicos son puestos en configuración lineal con el objetivo de detectar la presencia de múltiples objetivos simultáneamente, la funcionalidad del sistema es demostrada y se plantea su uso en aplicaciones robóticas para el reconocimiento de entornos. La clasificación de distintos tipos de objetivos en base a la información recogida por un arreglo de sensores ultrasónicos van desde la capacidad de un sistema para diferenciar el borde, esquinas o frente de una pared hasta la detección y clasificación de distintos tipos de minas submarinas [10, 11]. El uso de la reconstrucción de superficies submarinas para proyectos de telecomunicaciones [12], funcionalidades biomédicas [13], domótica [14] o reconstrucción digital de alta resolución [15] son solo unas cuantas aplicaciones más que se logran mediante el uso de técnicas de filtrado espacial con ultrasonido.

El procesamiento de señales esta relacionado con la velocidad a la cual estas son digitalizadas para ser guardadas en un espacio de memoria. Cuando se trata de aplicaciones de sonar o radar los muestreadores deben tener la capacidad de responder a las condiciones que el limite de Nyquist impone. Todos los trabajos anteriormente mencionados trabajaron respetando este teorema, sin embargo en el campo

de las telecomunicaciones con el objetivo de eliminar en los receptores la etapa de conversión hacia abajo (*down conversion*) se uso conversores ADC que poseian una frecuencia de muestreo solamente dos veces mayor al ancho de banda de la señal [16, 17], en [18] se demostró los límites válidos de este muestreo por debajo del límite de Nyquist para dos señales de RF. Esta técnica de adquisición es conocida como sub-muestreo, por sus nombres en inglés se conoce como *Undersampling* o *Bandpass Sampling* [19].

En [20] se usó el sub-muestreo para acomodar dos señales de radar dentro de un rango de muestreo de 300 MHz. A partir de esto, es importante resaltar la implicancia que tiene el uso de señales multi-portadora o moduladas en la detección de la distancia y la variación de frecuencia debido al efecto doppler [21]. Una señal modulada posee mejor resolución para la detección de objetivos con poca variación en su velocidad de movimiento, en [22, 23] se propone distintos métodos de generación y procesamiento para obtener una mejor función de ambigüedad usando una señal multi-portadora y un chirp de banda ancha respectivamente. Un mejor aprovechamiento de las señales multi-portadoras de radar es presentado en [24], donde el ancho banda de una señal de radar ubicada en la banda ISM es usada para la detección de vehículos con una señal que no solo posee buenas características de correlación, sino que también porta información, esto convierte a la señal de radar en una señal inteligente que deja abierto un gran campo de posibilidades al desarrollo de mas aplicaciones.

## 3 Marco Teórico

### 3.1. Adquisición digital de una señal analógica

Un computador solo puede procesar una señal si ésta ha sido digitalizada y almacenada en un espacio de memoria. La conversión de una señal a datos digitales es realizada por los conversores analógico-digital, conocidos por sus siglas en ingles como ADC. Estos dispositivos se encargan de representar una entrada analógica mediante un número limitado de bits [25].

#### 3.1.1. Resolución y Profundidad de bits

La información digital a la salida del ADC forman una trama de información cuya longitud en bits determina el parámetro conocido como profundidad de bit ( $Pb$ ). La cantidad niveles de voltaje que un ADC puede detectar ( $NV$ ) y el mínimo cambio detectable ( $MCD$ ) son determinados por la Ecuación 3.1 y la Ecuación 3.2 respectivamente.

$$NV = 2^{Pb} \quad (3.1)$$

$$MCD = \frac{RA}{(NV - 1)} \quad (3.2)$$

Donde  $RA$  representa la escala completa de niveles de voltaje conocida como rango analógico, que es determinada mediante:

$$RA = V_{max} - V_{min} \quad (3.3)$$

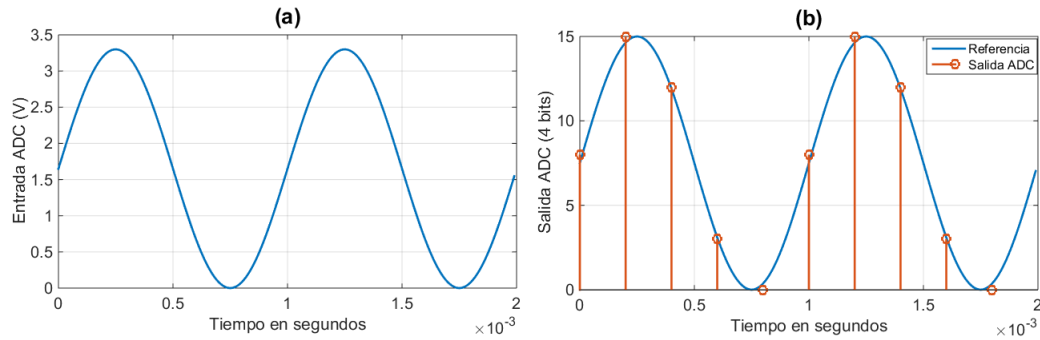
Las variables  $V_{max}$  y  $V_{min}$  son el máximo y el mínimo nivel voltaje que un ADC puede soportar a su entrada. No respetar este parámetro que el fabricante provee puede ser perjudicial para el dispositivo.

### 3.1.2. Velocidad de muestreo

La cantidad de muestras por segundo es un parámetro importante que se debe considerar al momento de elegir un ADC. Este parámetro se mide en SPS (*samples per second*). En el mercado se ofrecen conversores que poseen velocidades de muestreo que van desde las 15 SPS hasta los mas velozes que pueden llegar a 6.4 GSPS. Ya implementado en un sistema, este parámetro puede traducirse directamente como la frecuencia de muestreo ( $F_s$ ) que determinará la máxima frecuencia que se podrá detectar sin ambigüedad según el teorema de Nyquist:

$$F_{max} = \frac{F_s}{2} \quad (3.4)$$

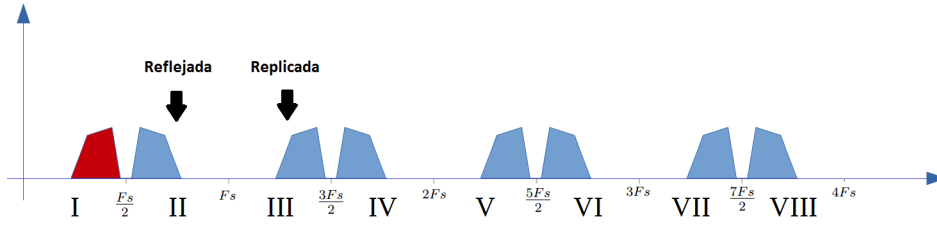
En la Figura 3.1(a) se muestra como señal analógica de entrada a una función senoidal de 1000 Hz y en (b) la simulación del proceso de muestreo de un conversor analógico-digital que tiene como características:  $F_s = 5000$  Hz,  $Pb = 4$  bits,  $V_{max} = 3.3$  v,  $V_{min} = 0$  v.



**Figura 3.1:** (a) Señal analógica de entrada (b) Salida del ADC

### 3.1.3. Debajo del limite de Nyquist (Sub-muestreo)

Esta técnica también es conocida como muestreo paso banda, muestreo armónico o muestreo Super-Nyquist. En esta se plantea que la frecuencia de muestreo debe ser solamente el doble del valor del ancho de banda de la señal y no el doble de la máxima componente en frecuencia  $F_{max}$  como lo definió Nyquist.



**Figura 3.2:** Reflejo del espectro de una señal en las distintas ventanas de Nyquist

En la Figura 3.2 se puede apreciar un caso de muestreo paso banda, donde la máxima frecuencia que el sistema puede detectar ( $\frac{Fs}{2}$ ) define los límites de la primera ventana de Nyquist, posteriormente las demás ventanas replican (Impar) o reflejan (Par) la forma del espectro.

#### 3.1.4. Anti Aliasing en Under-Sampling

El diseño de un filtro paso bajas para eliminar los efectos del *aliasing* generados por las altas frecuencias bastaría para un sistema que cumple con la condición ( $Fs > 2F_{max}$ ). Sin embargo, al usar *under-sampling* el ancho de banda de la primera ventana de Nyquist queda reducido a solo el doble del ancho de banda de la señal de interés, por ende, sería necesario usar un filtro paso banda con su frecuencia central ubicada en la frecuencia de interés y con un ancho de banda que cubra la ventana de Nyquist. Esto resulta complejo de implementar, es por eso que, contando con la maximización de la relación señal a ruido que realizará el filtro adaptado no se implementara un filtro *anti aliasing* para el sistema.

### 3.2. Generación de una señal analógica

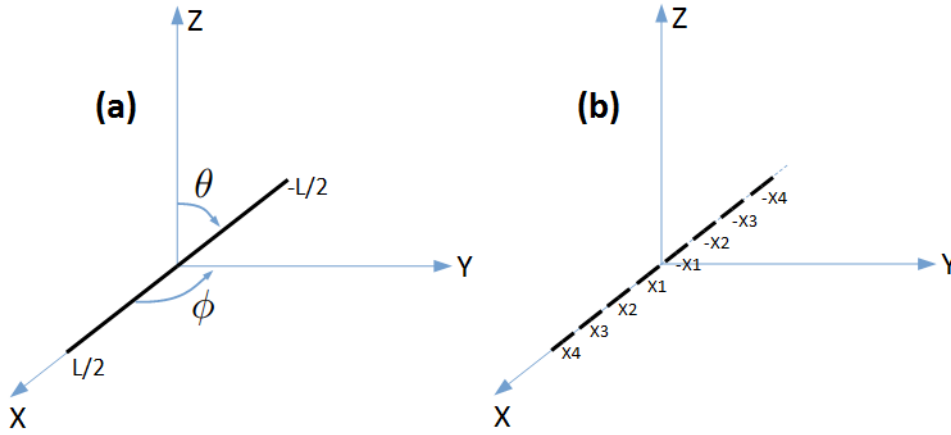
En la eco-localización es común el uso directo de temporizadores para generar tonos de onda cuadrada, estos dispositivos pueden ser internos o externos a un controlador. Sin embargo, en el caso de una señal multi-portadora la generación por medio de temporizadores es algo complicado, ya que se requeriría un temporizador por cada portadora que se busca generar.

La operación contraria a la digitalización es la generación de una señal a partir de datos digitales, los dispositivos capaces de esta función son los conversores digital-analógico, conocidos por sus siglas en inglés como DAC. Similar al ADC, sus características son la profundidad de bits ( $Pb$ ) y la velocidad de generación en SPS. Para controlar el periodo de generación de las muestras es necesario el uso de un temporizador externo al DAC, de esta manera se podrá formar señales en la banda de frecuencia que se desee, siempre y cuando esta sea menor a la mitad de la máxima velocidad de generación del DAC.

Un clara ventaja del DAC frente a la generación directa con temporizadores es la versatilidad, ya que solo es necesario proveer las muestras en forma de un vector de datos y este dispositivo las generará a pesar de la particularidad de la forma de onda de la señal. En la actualidad existen micro controladores que poseen DAC embebidos [26].

### 3.3. Arreglo discreto de sensores o Apertura Discreta

Es la representación discreta de una apertura continua como se muestra en la Figura 3.3(a). La apertura continua estaría compuesta por un arreglo infinito de sensores que se encuentran limitados por su longitud  $L$ , en este caso la apertura es lineal y uni-dimensional. La apertura discreta que se muestra en la Figura 3.3(b) esta compuesta por un numero limitado y entero de sensores, posee la misma longitud  $L$  y su respuesta espacial es una aproximación al de la apertura continua.



**Figura 3.3:** (a)Apertura Continua (b)Apertura Discreta

El arreglo de sensores genera un patrón de directividad que depende de la cantidad de elementos ( $N$ ), el espaciado entre ellos ( $d$ ) y la frecuencia ( $f$ ) de trabajo. Así mismo la directividad se puede determinar mediante la Ecuación 3.5 :

$$D(f, \alpha_x) = \sum_{n = -\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} \omega(f) E_n(f, \alpha_x) e^{j2\pi \alpha_x x_n} \quad (3.5)$$

Donde el valor de  $\alpha_x$  es definido en la Ecuación 3.6 :

$$\alpha_x = \frac{\text{sen}(\theta)\cos(\phi)}{\lambda} \quad (3.6)$$

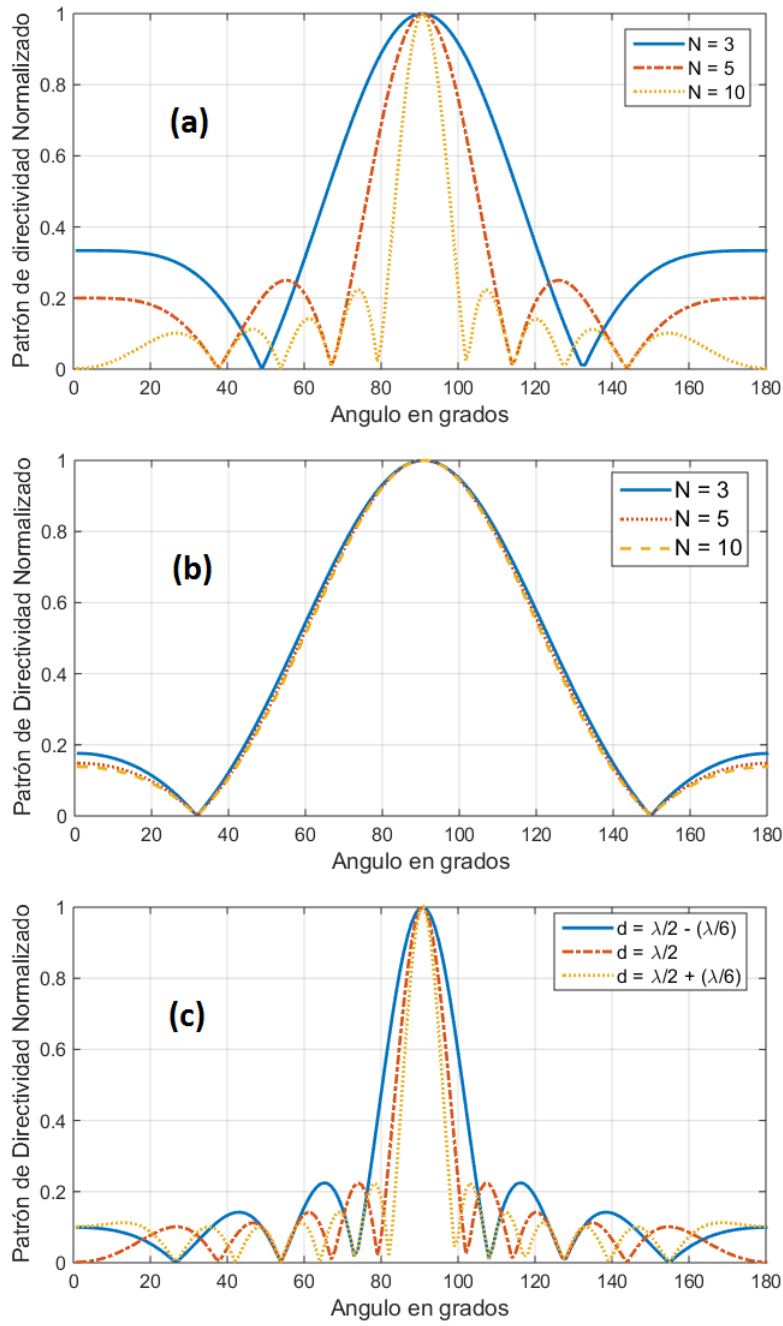
Los ángulos de elevación y azimut son representados por  $\theta$  y  $\phi$  respectivamente. Con un  $\theta = \frac{\pi}{2}$  y considerando de que todos los elementos de arreglo tienen el mismo patrón de directividad  $E_n(f, \alpha_x)$ , la Ecuación 3.5 queda simplificada como se puede ver en la Ecuación 3.7:

$$D(f, \alpha_x) = \sum_{n = -\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} \omega_n(f) e^{j \frac{2\pi f}{c} n \cdot d \cdot \cos(\phi)} \quad (3.7)$$

Donde  $\omega_n(f)$  representa el peso en amplitud y fase de cada elemento. Usando un arreglo discreto de sensores, los valores continuos de  $x_n$  son reemplazados por su aproximación discreta, esta queda definida por el numero de sensor ( $n$ ) y la separación entre ellos .

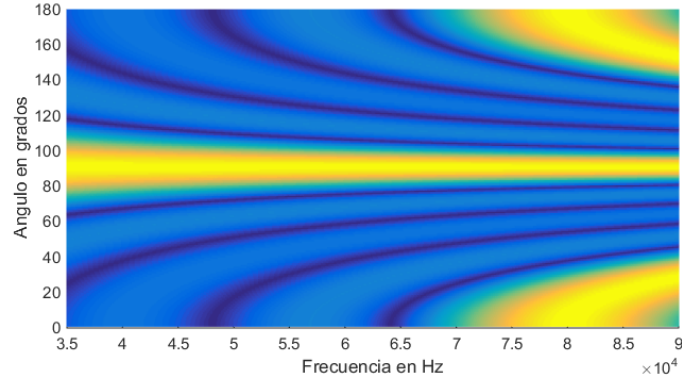
#### 3.3.1. Diseño de un arreglo discreto de sensores

El proceso de diseño de un arreglo discreto de sensores tiene como parámetros de entrada: *i*) Número de sensores ( $N$ ) ,*ii*) Distancia entre los elementos ( $d$ ), *iii*) Longitud del arreglo ( $L = (N - 1) \cdot d$ ) y *iv*) Frecuencia de trabajo ( $f$ ). La modificación de estas características permiten alterar el patrón de radiación de un arreglo de sensores. En la Figura 3.4(a) se muestra el efecto positivo que puede tener el mayor uso de sensores en la directividad lo cual también incrementa la longitud ( $L$ ) de arreglo, sin embargo esto genera limitaciones en cuestión de la distancia de campo cercano ( $r$ ) que se verá más adelante. Aumentar la cantidad sensores en una longitud  $L$  fija no generara grandes cambios como se puede ver en la Figura 3.4(b); sin embargo como se muestra en la Figura 3.4(c) y la Figura 3.5, la variación de la distancia entre los elementos del arreglo y la frecuencia de trabajo puede mejorar la directividad, solo mientras se evite el *aliasing* espacial.



**Figura 3.4:** (a) Número elementos variable ( $d = \frac{\lambda}{2}$  m,  $f = 40$  KHz),  
 (b) Número elementos variable, misma longitud ( $L = 0.01$  m,  $f = 40$  KHz),  
 (c) Distancia entre elementos variable ( $N = 8$ ,  $f = 40$  KHz)





**Figura 3.5:** Patrón de directividad ( $20 \text{ KHz} < f < 75 \text{ KHz}$ ,  $N = 8$ ,  $d = \frac{\lambda}{2} \text{ m}$ )

#### 3.3.2. *Aliasing* espacial

Este efecto se puede entender a partir de la derivación del *aliasing* temporal definido en la Ecuación 3.4:

$$fx_s = \frac{1}{d} \geq 2fx_{max} \quad (3.8)$$

En este caso,  $fx_{max}$  es la más alta componente espacial en frecuencia en el espectro angular de la señal y  $fx_s$  es la frecuencia de muestreo espacial definida en muestras por metro:

$$fx_s = \frac{\sin(\theta)\cos(\phi)}{\lambda} \quad (3.9)$$

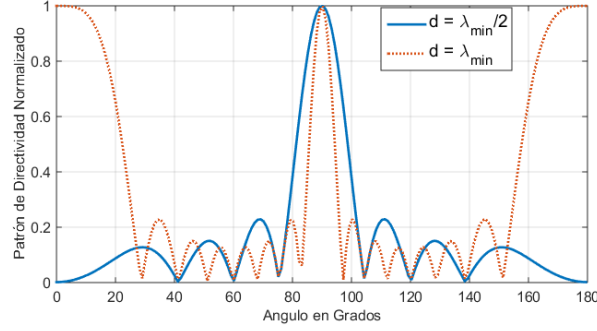
La componente espacial más alta en frecuencia ( $fx_{max}$ ) aparece cuando en la Ecuación 3.9 el numerador es máximo y el denominador mínimo:

$$fx_{max} = \frac{1}{\lambda_{min}} \quad (3.10)$$

Reemplazando la Ecuación 3.10 en la Ecuación 3.8 se obtiene el teorema de muestreo espacial[27]:

$$d < \frac{\lambda_{min}}{2} \quad (3.11)$$

Donde  $\lambda_{min}$  es la mínima longitud de onda de la señal de interés. En la Figura 3.6 se pueden ver los patrones de radiación de un arreglo discreto de sensores, donde el teorema de muestreo espacial fue aplicado intencionalmente de manera correcta ( $d < \frac{\lambda_{min}}{2}$ ) e incorrecta ( $d < \lambda_{min}$ ).



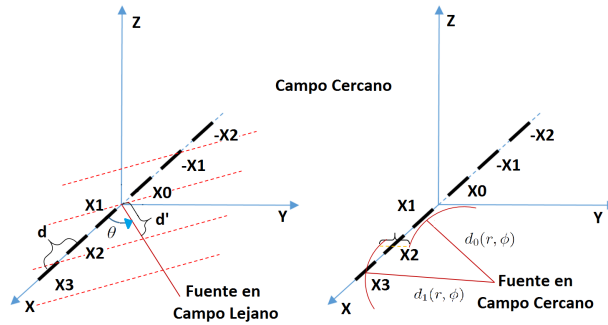
**Figura 3.6:** *Aliasing* espacial en el patrón de directividad ( $N = 8$  ,  $f = 40$  KHz)

### 3.3.3. Comportamiento de fuentes en campo cercano

El frente de onda de una señal se considera plano solo si la fuente de donde proviene se encuentra fuera del espacio conocido como campo cercano.

$$|r| > \frac{2L^2}{\lambda} \quad (3.12)$$

La Ecuación 3.12 muestra una condición donde la variable  $r$ , que representa la separación entre la fuente y el arreglo de sensores debe ser mayor a  $\frac{2L^2}{\lambda}$  para que se considere el frente de onda de la señal como plano. Un frente de onda plano simplifica la estimación de la localización de la fuente, debido a que los cálculos necesarios se realizan en coordenadas lineales, ver Figura 3.7.



**Figura 3.7:** Comparación de fuente en campo lejano y campo cercano

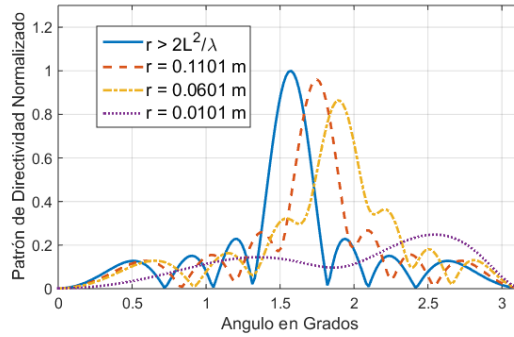
La distancia recorrida entre los elementos por la onda cuando los frentes de onda no son planos es determinada mediante:

$$d' = d_n(r, \phi) - d_0(r, \phi) \quad (3.13)$$

Donde  $d_n$  es la distancia entre la fuente y el  $n$ -ésimo sensor en coordenadas esféricas. Mediante relaciones trigonométricas el valor de  $d_n(r, \phi)$  queda definido como:

$$d_n(r, \phi) = [r^2 + 2 \cdot r \cdot n \cdot d \cdot \cos(\phi) + (n \cdot d)^2]^{0.5} \quad (3.14)$$

La Figura 3.8 muestra la simulación del patrón de radiación cuando la fuente es colocada fuera y dentro de los límites del campo cercano. El arreglo de sensores tiene como características:  $N = 8$ ,  $f = 40 \text{ KHz}$ ,  $d = \frac{\lambda}{2} = 4.3 \text{ mm}$  y  $L = 0.03 \text{ m}$ .



**Figura 3.8:** Efecto generado por la emisión de la fuente en el campo cercano

#### 3.3.4. *Beamforming*

Los pesos otorgados a cada elemento del arreglo  $\omega_n(f)$  están definidos por:

$$\omega_n(f) = a_n(f) e^{j\varphi_n(f)} \quad (3.15)$$

Donde  $a_n(f)$  representa la amplitud y  $e^{j\varphi_n(f)}$  la fase del  $n$ -ésimo elemento del arreglo. La amplitud de cada elemento será considerada como una constante unitaria en todo el arreglo, a diferencia de la fase, que será modificada para direccionar el patrón. La fase está definida por:

$$\varphi_n(f) = -2 \cdot \pi \cdot \alpha'_x \cdot n \cdot d \quad (3.16)$$

$$\alpha'_x = \frac{\sin(\theta') \cos(\phi')}{\lambda} \quad (3.17)$$

La elevación modificada ( $\theta'$ ) es considerada constante en un arreglo de una sola dimensión, el azimut modificado ( $\phi'$ ) permitirá direccionar el patrón en el eje X, para mayor referencia ver Figura 3.3. De la Ecuación 3.5 se obtiene el patrón de directividad de un arreglo discreto de sensores donde todos los elementos son iguales:

$$D(f, \alpha_x) = \sum_{n = -\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} \omega(f) e^{j2\pi\alpha_x x_n} \quad (3.18)$$

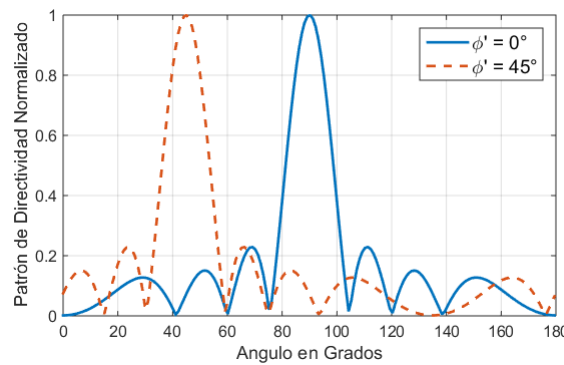
Reemplazando la Ecuación 3.15 en la Ecuación 3.18:

$$D(f, \alpha_x) = \sum_{n = -\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} e^{j\varphi_n(f) + j2\pi\alpha_x x_n} \quad (3.19)$$

Reemplazando  $\alpha_x$  se obtiene como resultado el patrón de directividad donde el valor de  $\phi'$  modifica su dirección:

$$D(f, \alpha_x) = \sum_{n = -\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} e^{\frac{j2\pi f d}{c} (\cos(\phi) - \cos(\phi'))} \quad (3.20)$$

En la Figura 3.9 el valor de  $\phi'$  es modificado para direccionar el patrón a  $45^\circ$ , mientras que el valor de  $\phi = 180^\circ$ :



**Figura 3.9:** Patrón direccionado a  $45^\circ$  ( $N=8$ ,  $f=40 \text{ KHz}$ ,  $d = \frac{\lambda}{2} \text{ m}$ )

A la entrada de un arreglo discreto se encuentran las señales capturadas por los sensores  $x_n(f)$ , la salida normalizada queda definida por la Ecuación 3.20:

$$y(f, \phi') = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x_n(f) e^{j \frac{2\pi f d n}{c} (\cos(\phi'))} \quad (3.21)$$

Cuya representación en el dominio del tiempo es:

$$y(t, \phi') = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x_n(t - \tau_n) \quad (3.22)$$

Donde:

$$\tau_n(\phi') = \frac{n \cdot d \cdot \cos(\phi')}{c} \quad (3.23)$$

## 3.4. Ultrasonido y Sensores Ultrasónicos

El ultrasonido son aquellas ondas mecánicas cuyas frecuencias de oscilación se encuentran a mas allá de los 20 KHz. En función de la frecuencia de trabajo se puede usar el ultrasonido para diferentes aplicaciones, por ejemplo 40 KHz resulta útil para la medición de distancias, mientras que a partir de los 2 MHz hasta los 16 MHz se usa para diagnósticos médicos. Los sensores ultrasónicos son fabricados comúnmente a partir de materiales piezo cerámicos, sin embargo también existen sensores fabricados con sistemas micro-electro-mecánicos (MEMS). Estos sensores transforman la presión del aire en señales eléctricas que pueden ser medidas por un ADC. Un dispositivo ultrasónico puede actuar de receptor, transmisor, o transceptor según sus especificaciones.

## 3.5. Filtro Adaptado y Función de Ambigüedad

### 3.5.1. Filtro Adaptado

El filtro adaptado es una herramienta usada para maximizar la detección de una señal conocida  $s(t)$  dentro de una señal recibida que también esta contaminada por ruido. La respuesta al impulso de este filtro es por definición [28]:

$$h(t) = ks(\Delta - t) \quad (3.24)$$

Donde  $k$  es una constante que modifica la amplitud y  $\Delta$  un desfase temporal, los valores de ambos pueden ser arbitrariamente elegidos. La respuesta al impulso del filtro en el espectro se representa en la Ecuación 3.25:

$$H(f) = \int h(t)e^{-j2\pi ft} df \quad (3.25)$$

Reemplazando la Ecuación 3.24 en la Ecuación 3.25:

$$H(f) = \int ks(\Delta - t)e^{-j2\pi ft} df \quad (3.26)$$

$$t' = \Delta - t$$

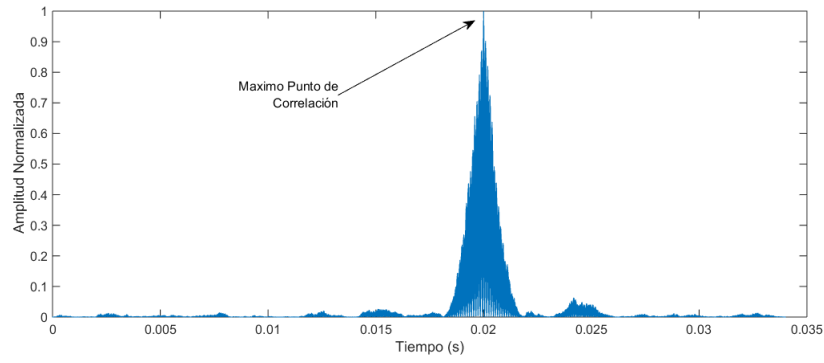
$$H(f) = k \int s(t')e^{-j2\pi f(\Delta - t')} df \quad (3.27)$$

$$H(f) = ke^{-j2\pi f\Delta} \int s(t')e^{j2\pi ft'} df \quad (3.28)$$

$$H(f) = ke^{-j2\pi f\Delta} S^*(f) \quad (3.29)$$

En el proceso realizado desde la Ecuación 3.26 hasta la Ecuación 3.29 se obtiene la representación en el espectro de la respuesta al impulso del filtro. Extrayendo el factor de amplitud  $k$  y el desfase temporal dado por  $e^{-j2\pi f\Delta}$ , se puede concluir que el filtro adaptado es la conjugada compleja de la señal  $s(t)$ , por esta razón es que también se le conoce como filtro conjugado o filtro correlador. Su característica principal es su capacidad para maximizar la relación señal a ruido (SNR) de manera óptima.

En la Figura 3.10 se muestra la salida de un filtro adaptado donde a su entrada se encuentra una señal  $x(t) = s(t) + n(t)$ , donde  $s(t)$  representa una señal senoidal de 40 KHz con una duración  $T = 2ms$  y  $n(t)$  es el ruido blanco aditivo que contamina la señal, hay que resaltar que la  $SNR = 0.037$ . A pesar que la potencia del ruido es alta, el punto máximo de correlación es fácilmente distinguible.



**Figura 3.10:** Salida del filtro adaptado

En la eco-localización se debe tener en cuenta que el ancho en el tiempo de la señal determina la resolución con la cual dos objetivos podrían ser diferenciados  $\Delta D$  :

$$\Delta D = c * T \quad (3.30)$$

Una señal más corta podría tener una mejor resolución, sin embargo esto podría llevar a consecuencias con respecto a la energía de la señal y su capacidad para detectar la velocidad de un objetivo mediante el análisis del efecto Doppler en la función de ambigüedad. La velocidad teórica del sonido usada es representada por  $c = 343m/s$ .

#### 3.5.2. Función de Ambigüedad (FA)

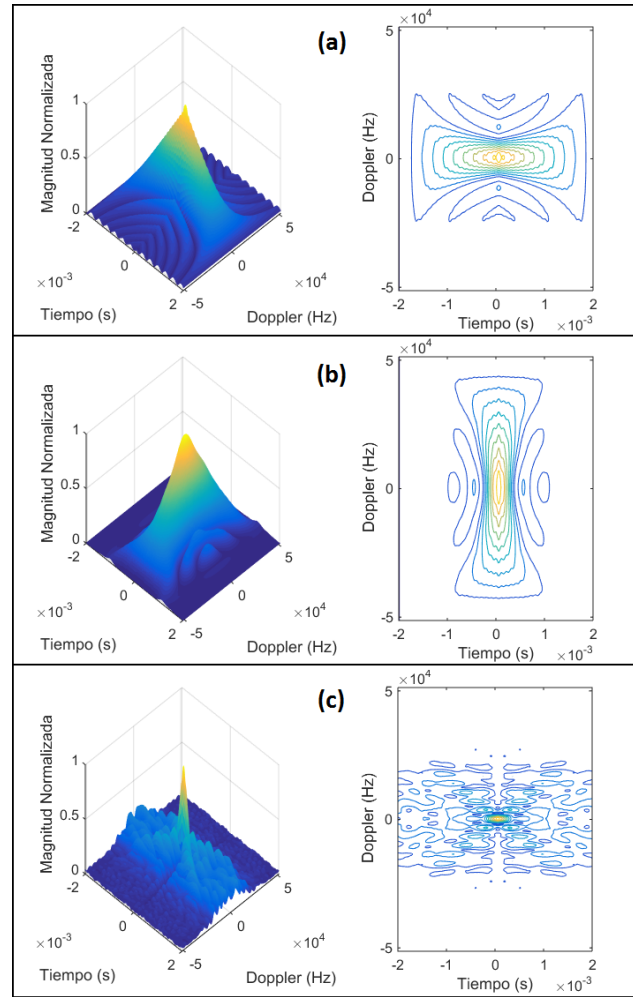
La Función de Ambigüedad ( $\chi(\tau, f)$ ) muestra la respuesta de un filtro adaptado a una señal con varios desfases en el tiempo ( $\tau$ ) y cambios de frecuencia ( $f$ ):

$$\chi(\tau, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)x^*(t - \tau)e^{-j2\pi f(t-\tau)}dt \quad (3.31)$$

Las dos características más notorias son, que el máximo valor de  $\chi(\tau, f)$  se encuentra en  $\chi(0, 0)$  y que existe una simetría con respecto al origen. Por ende se cumple que:  $|\chi(\tau, f)| = |\chi(-\tau, -f)|$ .

La FA de una señal de un solo tono que posee una duración de 2 ms se muestra en la Figura 3.11(a), se puede observar que la variación en frecuencia no es muy grande y es por esa razón que las señales largas en el tiempo poseen buenas propiedades para medir la velocidad de un objetivo, pero no poseen buena resolución espacial ( $\Delta D$ ). En la Figura 3.11(b) se puede ver que la FA de una señal multi-tono con un

ancho de banda de 2800 Hz posee una mejor resolución espacial, sin embargo, la ambigüedad con respecto a la determinación de la variación de frecuencia debido al efecto Doppler es mayor. En la Figura 3.11(c) se muestra que la FA de una señal compuesta por ruido blanco con un ancho de banda de 2.4 KHz. La FA de esta señal se aproxima al óptimo que sería un delta de dirac justo en el centro, sin embargo, debido al ancho de banda limitado se generan pequeños lóbulos alrededor del punto principal.



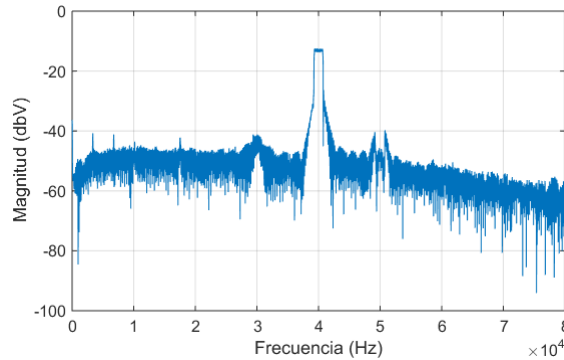
**Figura 3.11:** (a) FA de una señal de un solo tono, (b) FA de una señal multi-tono ( $BW = 2.8 \text{ KHz}$ ), (c) FA de Ruido blanco ( $BW = 2.8 \text{ KHz}$ )



## 4 Propuesta de Solucion

### 4.1. Generación y Recepción de una señal ultrasónica

El proceso de generación de la señal será llevado a cabo por el micro-controlador SAM3X8E [26] de la empresa Atmel, este MCU de 84 MHz se encuentra en la placa de desarrollo Arduino Due. Internamente posee dos DAC embebidos, donde cada uno posee una velocidad de generación de 500 KSPS, teniendo así la capacidad de generar 1MSPS en modo intercalado. La señal que será generada por el DAC del MCU es diseñada en Matlab con una frecuencia de muestreo ( $f_{sg}$ ) de 250 KHz. Debido a esto es necesario usar un temporizador que controle la generación de muestras del DAC para que esta coincida con la frecuencia de muestreo a la que la señal fue diseñada. Por lo tanto el temporizador funcionará con ciclos de:  $\frac{1}{f_{sg}} = 4\mu s$ . En la Figura 4.1 se muestra el espectro de una señal generada por el DAC del MCU que posee una frecuencia central ( $f_c$ ) de 40 KHz y un ancho de banda de 1.3 KHz.



**Figura 4.1:** Espectro de la señal generada

A la salida del DAC se encuentra el amplificador operacional AD822 [29] de la empresa Analog Devices, cuyo circuito es diseñado en configuración de amplificador inversor con una ganancia máxima de 10. Este OPAMP es alimentado por una fuente de 9V y a su salida la señal pasa directamente al transmisor ultrasónico MA40S4S [30] de la empresa Murata.

En la etapa de recepción, se tiene un arreglo de sensores conformado por 8 receptores ultrasónicos MA40H1S [31] de la empresa Murata. Estos dispositivos SMD son

montados en una placa con una separación de 5.4 mm, poseen una frecuencia central de 40 KHz con una apertura de 80°. Posteriormente, en la etapa de amplificación, cuatro AD822 se encargarán de acomodar la señal recibida por los sensores en un rango de 0 v a 3.3 v.

El micro-controlador encargado de la adquisición de la señales de los sensores es el TM4C129ENC PDT [32] de la empresa Texas Instruments. Este MCU posee una velocidad máxima de procesador de 120 MHz además de dos ADC internos que cuentan con una velocidad de conversión de 1MSPS cada uno con una profundidad de bits ( $Pb$ ) de 12. Para controlar la frecuencia de muestreo es necesario el uso de un temporizador interno que permitirá una velocidad de conversión precisa y fácilmente modificable. Es importante indicar que ambos ADC funcionan de manera simultanea si son correctamente configurados, esto permite la lectura paralela de los dos canales ADC que se encuentran dentro de MCU.

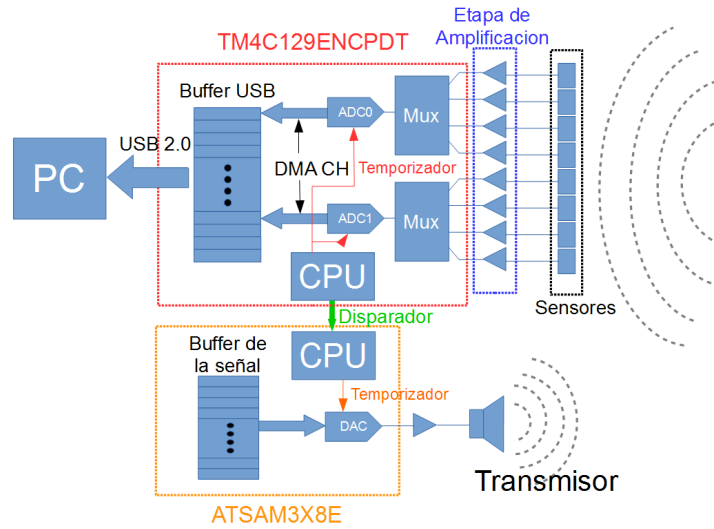
Para que los dos ADC del TM4C129ENC PDT puedan leer la señal de más de dos entradas analógicas se usan los dos multiplexores internos del MCU que permiten el paso de la señal de los distintos canales de una manera secuencial hacia los ADC. Para la lectura de los 8 sensores se usará una lectura secuencial de 4 entradas analógicas por multiplexor.

A la salida de la conversión, la información de los ADC pasa por sus respectivos canales de acceso directo a memoria (DMA) hacia el Buffer USB. El DMA es un método de movilización de datos que evita el uso del CPU, dando como resultado el aumento de la velocidad de transmisión y la eficiencia. Sin esto no seria posible alcanzar la máxima velocidad de conversión de los ADC.

Una vez que el buffer es completamente llenado, la información pasa hacia una PC por medio de comunicación USB 2.0. A pesar que el MCU posee un transceptor de capa física interno para comunicación USB, se usó un transceptor industrial de comunicación USB de alta velocidad que usa una interfaz estándar conocida como ULPI, por sus siglas en ingles: UTMI Low Pin Interface. Este es el USB3300 [33] de la empresa MicroChip el cual está montado sobre una placa de desarrollo de bajo costo construida por la empresa WaveShare [34], que comunica su bus de 12 pines con el modulo USB interno del MCU.

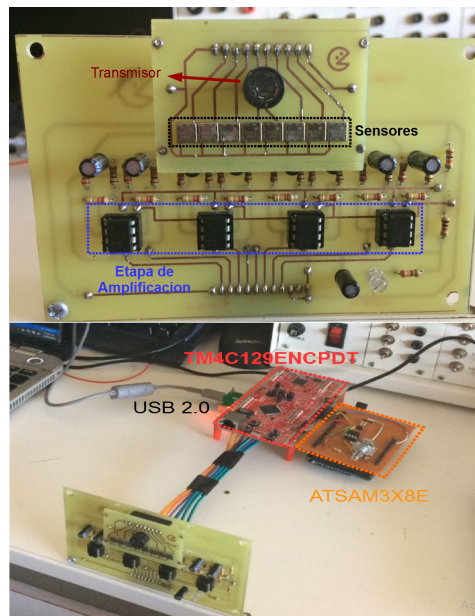
Entre los dos MCU existe una conexión que transmite una señal de disparo, la cual es emitida cuando desde la PC se envía un comando de activación que inicia la adquisición en el TM4C129ENC PDT y la generación de la señal de excitación en el SAM3X8E. Este se realiza con el objetivo de capturar también el momento en el cual la señal de excitación fue emitida.

El diagrama del sistema puede apreciarse en la Figura 4.2.



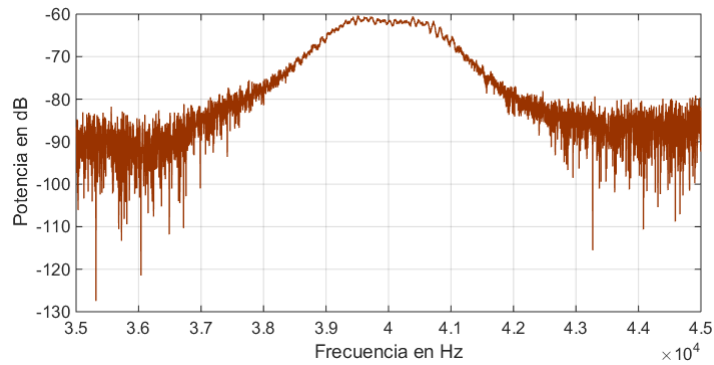
**Figura 4.2:** Diagrama del Sistema

Todo el sistema es alimentado por una fuente de 9 voltios. El regulador de tensión de la placa de desarrollo Arduino DUE alimenta al ATSAM3x8E con 3.3 V. Desde la misma placa se obtienen los 5 voltios que alimentan el regulador de voltaje de la placa de desarrollo del TM4C129ENCPDT el cual a su vez otorga 3.3 voltios de alimentación a su MCU y a la etapa de amplificación. El sistema construido puede verse en la Figura 4.3.



**Figura 4.3:** Diagrama del Sistema

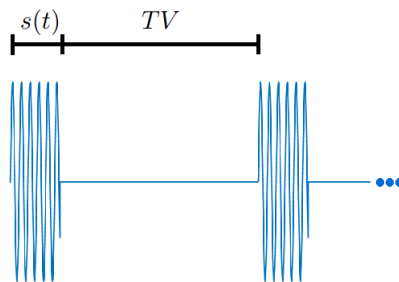
Para poder analizar cuanta potencia de la señal emitida por el transmisor es recibida por los sensores se midió el parámetro S21 (coeficiente de transmisión directa) usando un analizador de redes vectoriales (VNA), se procedió colocando el transmisor en el puerto 1 y un receptor en el puerto 2 obteniendo los resultados apreciables en la Figura 4.4, donde se puede ver que existe un ancho de banda disponible de 2KHz aproximadamente.



**Figura 4.4:** Coeficiente de transmisión

## 4.2. Consideraciones en el uso de memoria

La señal que emite el transmisor será definida como la señal de excitación  $s(t)$ . Los sensores estarán activos escuchando desde el momento de la transmisión, hasta el final de un periodo conocido como tiempo de vuelo ( $TV$ ). Mayor tiempo de vuelo se traduce como mayor distancia detectable, sin embargo también como mayor uso de memoria dentro del MCU.



**Figura 4.5:** Señal de excitación y tiempo de vuelo

Cada muestra proveniente de los dos ADC posee un total de 12 bits de resolución, estos sólo pueden ser almacenados en espacios de memoria dentro de la SRAM del MCU de 16 bits. Debido a que usar toda la SRAM para el almacenamiento de estos datos resultaría poco recomendable, además de imposible, se asignará un máximo de 15625 muestras por entrada analógica. En el caso que la frecuencia de muestreo sea configurada a 200 KHz, significaría que los 15625 espacios disponibles de almacenamiento podrían almacenar la información de un tiempo de vuelo de:

$$TV = \frac{15625}{200000} \approx 0,078 \text{ s} \quad (4.1)$$

En equivalencias de tiempo y distancia, considerando que la velocidad del sonido es una constante cuyo valor es de 343  $m/s$ , el máximo valor de distancia detectable ( $D_{max}$ ) sería de:

$$D_{max} = \frac{343 * 0,078}{2} \approx 13,38 \text{ m} \quad (4.2)$$

Sin embargo, debido al echo de que una onda mecánica ultrasónica se atenúa con mayor rapidez en el tiempo, se tomará una distancia máxima de 2.3 metros para las pruebas.

## 4.3. Procesamiento de las señales

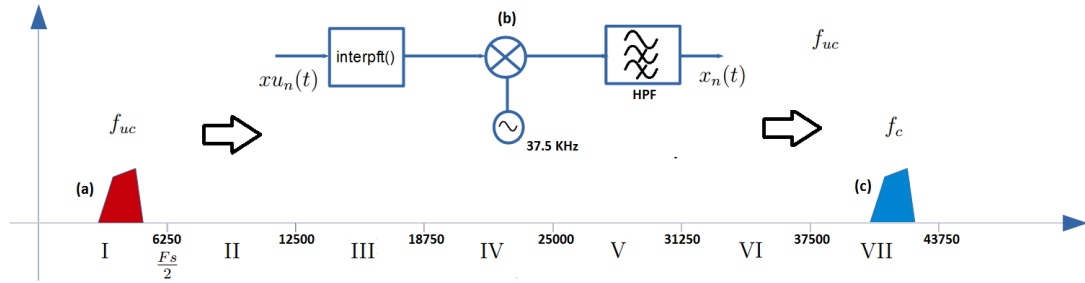
La información viaja a través del cable USB hacia la PC donde un programa receptor escrito en lenguaje C la almacena en un vector de caracteres dinámico. Para un procesamiento más versátil y práctico se usó una interfaz de comunicación entre la aplicación en C y una terminal Matlab. Una vez dentro de este entorno de desarrollo, la información tiene que pasar por tres etapas las cuales son: *i)* Elevación en frecuencia, *ii)* Filtrado espacial, *iii)* Filtro adaptado y detección de envolvente.

### 4.3.1. Elevación en frecuencia

Las señales  $xu_n(t)$  de los sensores serán adquiridas con una frecuencia de muestreo de 12.5 KHz. Por lo tanto, al ser sub-muestreadas, se debe determinar en qué ventana de Nyquist se encuentra el espectro de la señal original. Para esto, sólo es necesario dividir la frecuencia central de la señal de interés ( $f_c$ ) entre el límite de la primera ventana de Nyquist  $f_s/2$ . El resultado se redondea al entero mayor, obteniendo de esta manera el número de ventana donde originalmente la señal se encuentra.

$$\frac{f_c}{f_s/2} = \frac{40000}{6250} = 6,4 \rightarrow 7 \quad (4.3)$$

A continuación, la señal recibida por cada sensor que posee una frecuencia central de  $f_{uc}$  es re-muestreada elevando su cantidad de muestras mediante interpolación (up-sampling) para posteriormente elevarla en frecuencia con una operación de mezclado. La frecuencia de la señal moduladora es igual al mínimo valor de la ventana hallada anteriormente (37.5 KHz). Una vez que la señal es elevada en frecuencia se usa un filtro paso altas para eliminar el resultado de la resta proveniente de la operación de mezclado. El espectro original se encuentra ubicado en una ventana impar con una frecuencia central de  $f_c$ . Gracias a esto, no es necesario aplicar una inversión espectral. En la Figura 4.6 se puede ver una representación gráfica y mas detallada de este proceso.



**Figura 4.6:** (a) Espectro de la señal sub-muestreada (b) Up-Sampling, elevación en frecuencia y filtrado paso altas (c) Señal reconstruida y ubicada en su ventana original

#### 4.3.2. Filtrado espacial

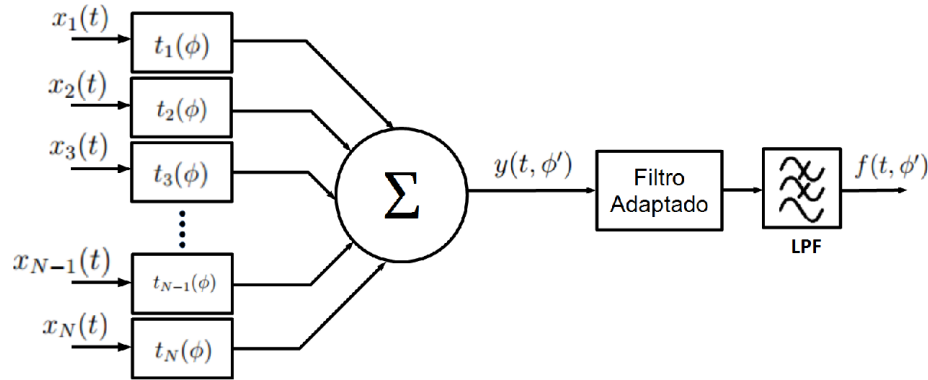
Después que las señales de los sensores han sido elevadas en frecuencia, se procede con el filtrado espacial. En función de la Ecuación 3.21 se obtendrá la información de los  $180^\circ$  que se encuentran al frente del arreglo de sensores. Los desfases temporales son calculados con la Ecuación 3.23. Estos son aplicados a los pesos de la señal modificando solamente su fase  $e^{j\varphi_n(f)}$ , ya que la amplitud  $a_n(f)$  sera considera igual a 1 en cualquier caso.

Cada ángulo desde  $1^\circ$  a  $90^\circ$  (1:90) posee diferentes valores de desfase temporal para cada elemento de arreglo, sin embargo estos se repiten respectivamente desde  $91^\circ$  a  $180^\circ$  (91:180) con el valor negativo, cumpliendo la condición:

$$\tau_n(1 : 90) = -\tau_n(91 : 180) \quad (4.4)$$

### 4.3.3. Filtro adaptado y detección de envolvente

A la salida de la etapa de filtrado espacial, se obtiene un vector de información que contiene los momentos del pulso de excitación, además de los tiempos de vuelo ( $TV$ ) donde se encuentran los ecos de la señal de excitación y el ruido del medio ambiente, todo esto para cada ángulo  $\phi'$ . En la operación del filtro adaptado se tomará como señal de referencia a la señal de excitación  $s(t)$ . El resto, que corresponde a la información capturada durante el  $TV$  será correlado con  $s(t)$  para obtener los tiempos de máxima correlación que ayudaran a encontrar la distancia y dirección de un objetivo. Un filtro paso bajas será usado para obtener la envolvente  $f(t, \phi')$  de la señal a la salida del filtro adaptado, reduciendo de esta manera las oscilaciones propias de la señal de excitación para una mejor visualización de los resultados.



**Figura 4.7:** Filtrado espacial, aplicación de filtro adaptado y envolvente

## 4.4. Experimentación

Una vez que las etapas de generación, recepción y procesamiento ya han sido definidas, se procederá con las pruebas. En cada una de ellas se hará la comparación entre el sistema funcionando con una frecuencia de muestro de 200 KHz y 12.5 KHz. Primero se analizará el patrón de radiación normalizado obtenido en función de la energía captada por los 8 sensores del arreglo. Luego, se analizará la precisión del arreglo determinando la dirección de una fuente de ultrasonido en diferentes posiciones frente al arreglo de sensores. Por ultimo, se pondrá un objetivo en diferentes posiciones al frente del arreglo y se determinará su distancia y dirección, esto usando diferentes tipos de señales, incluyendo ruido blanco gaussiano como señal de excitación.

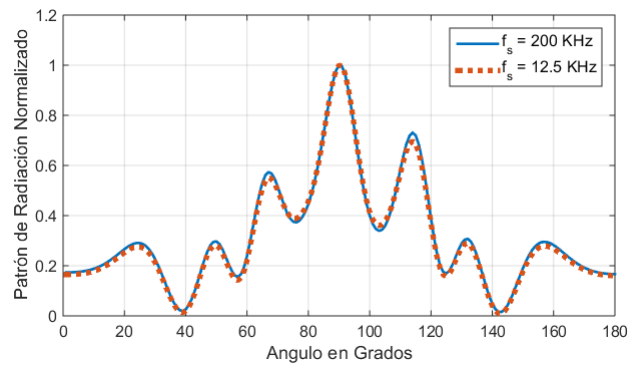




## 5 Resultados

### 5.1. Patrón de Radiación

El transmisor ubicado al centro del arreglo emite la señal de excitación, esta llega a los sensores con diferentes amplitudes y a distintos tiempos, estas características de las señales recibidas definen el patrón de radiación del transmisor en función de los 8 sensores del arreglo. Es importante que este parámetro no se vea afectado cuando la frecuencia de muestreo se encuentre por debajo del límite de Nyquist. Se realizó diez pruebas usando las dos frecuencias de muestreo ( $f_s = 200$  KHz y  $f_s = 12.5$  KHz) de tal manera que se obtiene un promedio del patrón de radiación. Este se muestra en la Figura 5.1.



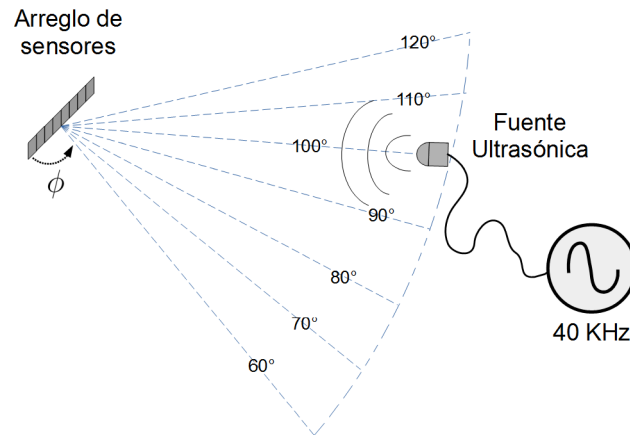
**Figura 5.1:** Patrón de Radiación del transmisor

El patrón de radiación en ambos casos es muy similar, a pesar que la energía capturada de  $100^\circ$  a  $120^\circ$  no es completamente simétrica con respecto a la energía obtenida de  $60^\circ$  a  $80^\circ$ , la energía del lóbulo principal sí lo es.

### 5.2. Directividad

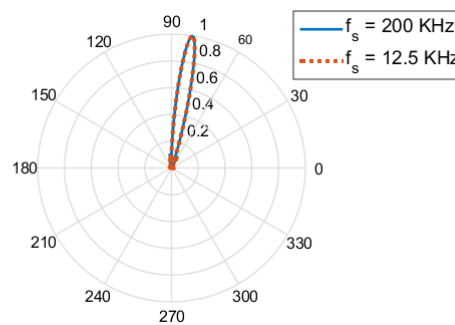
Una fuente ultrasónica fue colocada en distintas direcciones ( $\phi$ ) al frente del arreglo de sensores emitiendo una onda continua de 40 KHz. Se realizaron las mismas pruebas con las mismas direcciones usando las dos frecuencias de muestreo ( $f_s = 200$  KHz,  $f_s = 12.5$  KHz) con el objetivo de demostrar la precisión del arreglo funcionando

con una adquisición que esta por debajo del límite de Niquist. La Figura 5.2 es una representación gráfica donde se puede observar como se procedió con estas pruebas



**Figura 5.2:** Pruebas de directividad

En la Figura 5.3 se muestra como una fuente ultrasónica ubicada a 80° frente al arreglo genera un lóbulo de energía en la misma dirección, también se puede observar como la frecuencia de muestreo no influye en el resultado.



**Figura 5.3:** Detección de fuente a 80°

En la Tabla 5.1 se puede apreciar los resultados obtenidos colocando la fuente en siete distintas direcciones ( $\phi$ ) como se muestra en la Figura 5.2.

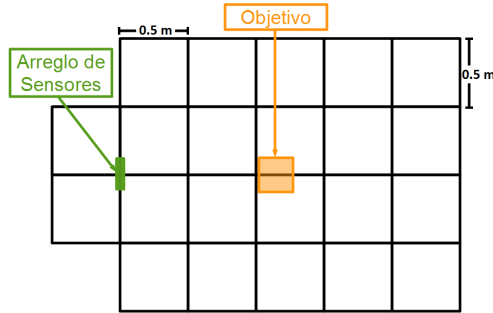
**Tabla 5.1:** Resultados de la prueba de directividad

Dirección original (°)	Dirección estimada (°)	
	$f_s = 200$ KHz	$f_s = 12.5$ KHz
$\phi = 60$	61	61
$\phi = 70$	70.5	70.5
$\phi = 80$	81	81
$\phi = 90$	90.5	90.5
$\phi = 100$	101	101
$\phi = 110$	111.5	111.5
$\phi = 120$	121°	121°

Las direcciones detectadas difieren de la posición estimada donde fue colocada la fuente ultrasónica por pocos grados, esto puede deberse a la imperfección al momento de posicionar la fuente en la dirección estimada. Sin embargo la fuente fue detectada en la misma posición usando ambas frecuencias de muestreo.

### 5.3. Medición de distancias

Los experimentos de esta sección fueron realizados en un ambiente cerrado y con el arreglo de sensores al ras del suelo para facilitar su posicionamiento en un punto referencial. El ambiente elegido posee baldosas cuadradas de 0.5 metros de lado. El arreglo de sensores es posicionado en el medio de estas baldosas y los objetivos son colocados al frente como se puede apreciar en la Figura 5.4.

**Figura 5.4:** Prueba de medición de distancia

En esta prueba un objetivo fue puesto al frente del arreglo de sensores, se alejó el objetivo 6 veces una distancia de 0.25 metros cada vez. Los experimentos se realizaron usando las dos frecuencias de muestreo anteriormente usadas ( $f_s = 200$  KHz y  $f_s = 12.5$  KHz.), los resultados pueden observarse en la Tabla 5.2.

**Tabla 5.2:** Comparación de distancias

Distancia original al objetivo (m)	Distancia estimada al objetivo (m)	
	$f_s = 200$ KHz	$f_s = 12.5$ KHz
0.7500	0.7500	0.7577
1.0000	0.9952	0.9986
1.2500	1.2456	1.2533
1.5000	1.4943	1.4986
1.7500	1.7472	1.7498
2.0000	1.9976	2.0028

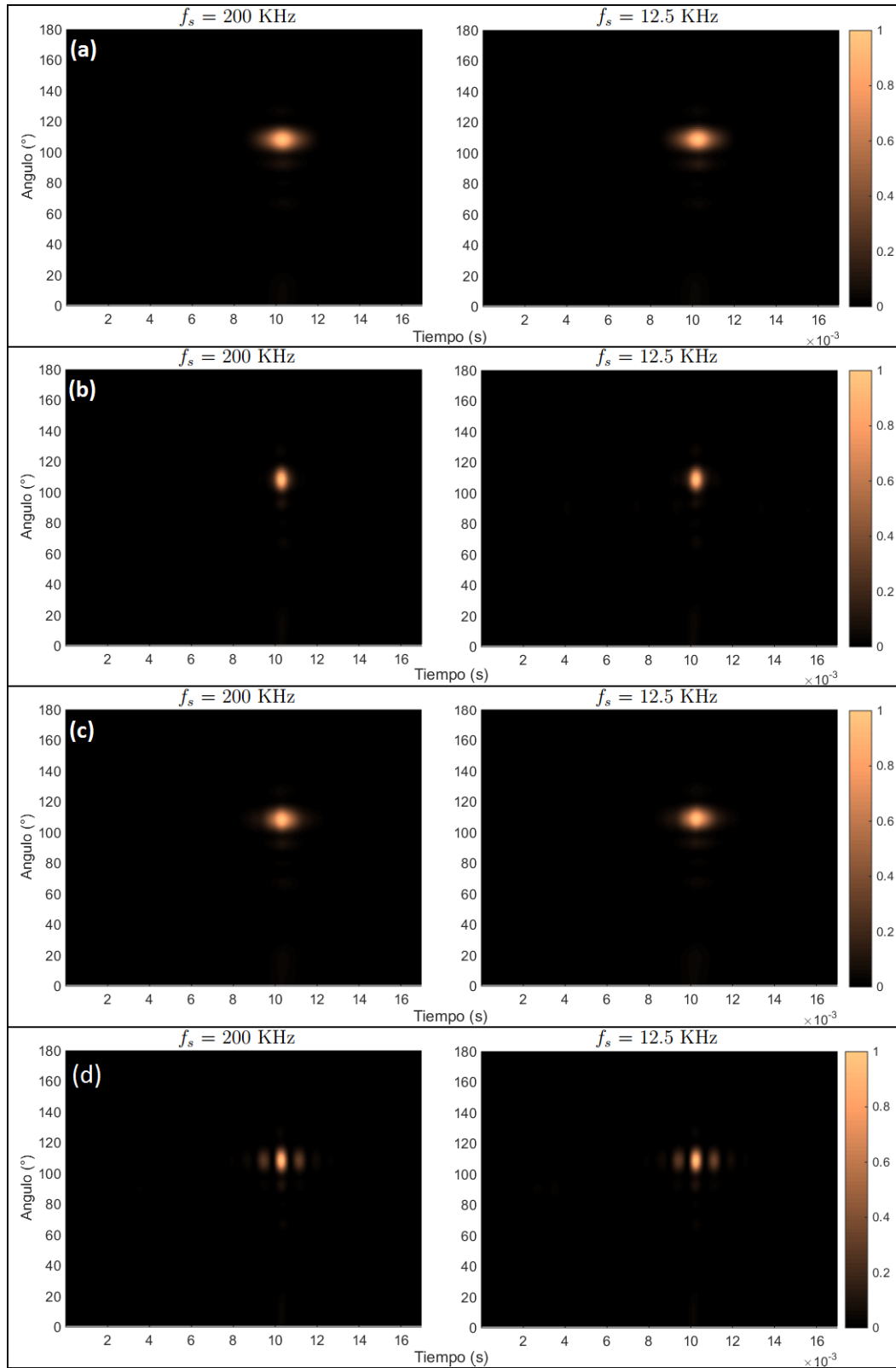
## 5.4. Señales de excitación

Como se explicó en la sección 3.5.2, diferentes tipos de señales poseen diferentes respuestas a sus filtros adaptados. Esto definirá la resolución con la cual un objetivo podrá ser detectado. Para los siguientes resultados, se localizó un objetivo a 1.5 metros hacia el frente y 0.5 metros hacia la izquierda del arreglo de sensores. Las características de las señales de excitación  $s(t)$  se pueden observar en la Tabla 5.3:

**Tabla 5.3:** Señales de excitación

Señal	Frecuencia Central ( $f_c$ )	Ancho de Banda ( $BW$ )	Duración ( $s$ )
Un solo tono	40 KHz	-	0.002
Multi-tono	40 KHz	2.8 KHz	0.002
Ruido Blanco 1	40 KHz	2.8 KHz	0.002
Ruido Blanco 2	40 KHz	2.8 KHz	0.004

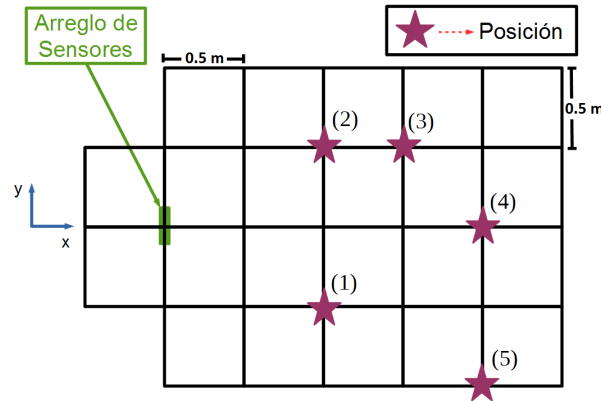
En la Figura 5.5(a) se puede apreciar el resultado del filtrado adaptado de la señal de un solo tono que es la más comúnmente usada. Si se compara con el resultado obtenido en la Figura 5.5(b) que corresponde a una señal multi-tono, se puede deducir que existe una considerable diferencia con respecto a la resolución de detección, ya que la energía es menos dispersa en comparación a la del caso de un solo tono. Usando ruido blanco de ancho de banda limitado se obtiene mejores resultados que en el primer caso, ver Figura 5.5(c). Sin embargo, el ruido blanco de mayor duración cuyos resultados corresponden a la Figura 5.5(d), muestran un resultado similar obtenido al de la Figura 5.5(b) a pesar que esta señal posee el doble de duración con respecto a las demás. Esto resultaría ventajoso ya que una señal larga en tiempo contiene mayor energía y por ende otorga ecos más grandes y más fácilmente reconocibles, todo esto, sin arriesgar la resolución de detección. Para mayor referencia se recomienda volver analizar las funciones de ambigüedad (FA) mostradas en la Figura 3.11(a), la Figura 3.11(b) y la Figura 3.11(c) de la sección 3.5.2 .



**Figura 5.5:** (a) Un solo Tono, (b) Multi-Tono, (c) Ruido Blanco 1, (d) Ruido Blanco 2

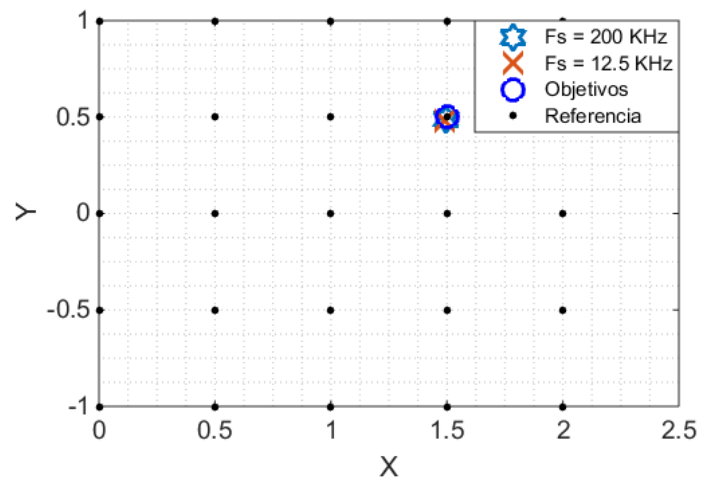
## 5.5. Localización

Los objetivos fueron colocados al frente de arreglo de sensores en distintas posiciones, como máximo se colocaron tres objetivos a la vez y como mínimo uno. Se realizaron 4 pruebas en las cuales el arreglo de sensores no fue movido de su posición. Las posiciones de los objetivos se muestran en la Figura 5.6.



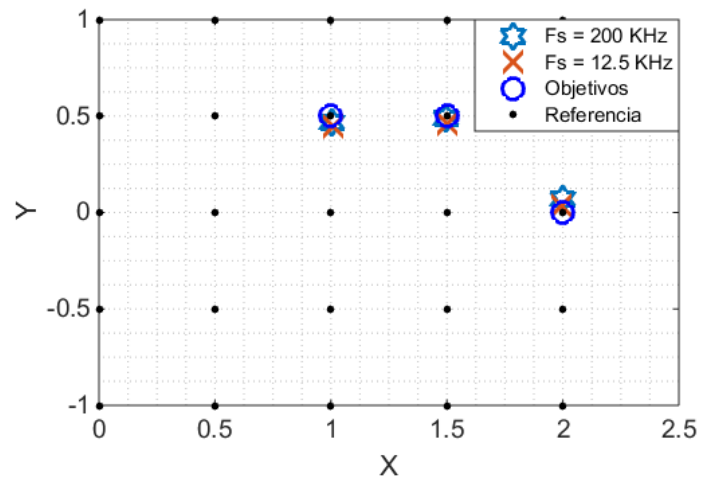
**Figura 5.6:** Escenario de pruebas

A continuación se pueden observar los resultados obtenidos. En la Prueba 1, cuyo resultado se puede apreciar en la Figura 5.7, se obtiene el resultado de la localización del mismo objetivo colocado en la sección anterior (Posición 3). Para este y los siguientes resultados, las estrellas representan la localización usando una  $f_s = 200$  KHz, las cruces representan la localización usando una  $f_s = 12.5$  KHz y los círculos la posición real donde los objetivos fueron colocados. Los puntos son marcas referenciales que separan el espacio en cuadrados de dimensiones  $0.5 \times 0.5$  m.



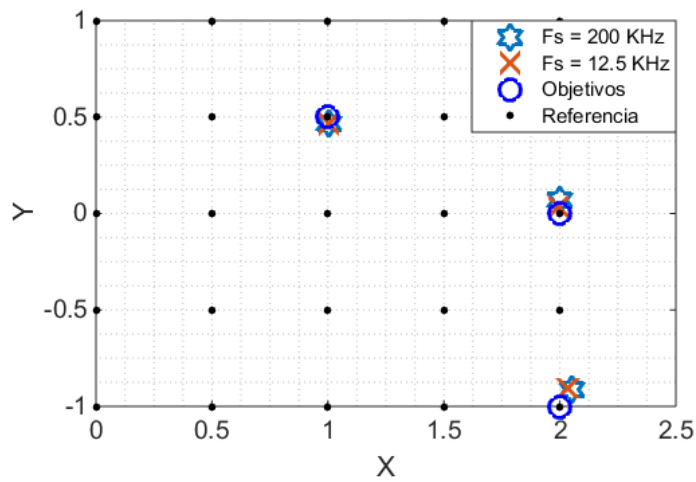
**Figura 5.7:** Resultados de la Prueba 1

En la segunda prueba los objetivos son colocados en las posiciones 2,3 y 4, ver Figura 5.8.



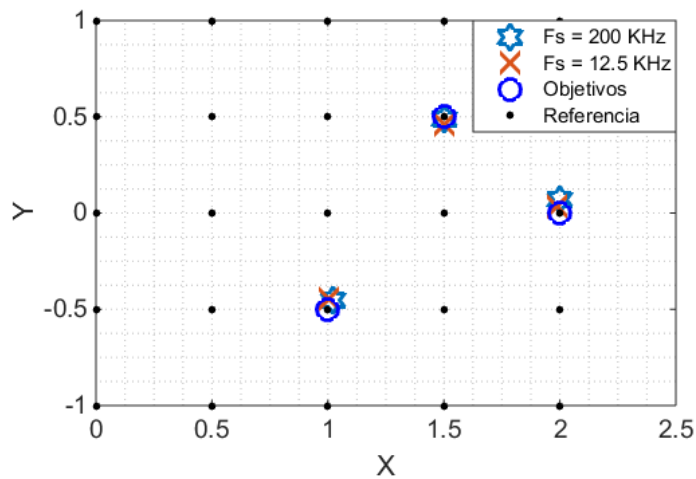
**Figura 5.8:** Resultados de la Prueba 2

En la tercera prueba los objetivos son colocados en las posiciones 2,4 y 5, ver Figura 5.9.



**Figura 5.9:** Resultados de la Prueba 3

En la cuarta prueba los objetivos son colocados en las posiciones 3,4 y 1, ver Figura 5.10.



**Figura 5.10:** Resultados de la Prueba 4

El error promedio de estas muestras es de 0.041 y 0.04 metros para las frecuencias de muestreo  $f_s = 200 \text{ KHz}$  y  $f_s = 12.5 \text{ KHz}$  respectivamente.



## 6 Conclusiones

-Se diseñó un sistema de eco-localización mediante el uso de señales multi-tono y dispositivos ultrasónicos que trabajan con una frecuencia central de 40 KHz. Así mismo la frecuencia de muestreo ha sido configurada para poder trabajar por debajo del límite de Nyquist ( $f_s = 12.5$  KHz) impuesto por la frecuencia de las señales ultrasónicas usadas.

-Se construyó las etapas de emisión y recepción mediante el uso de los micro-controladores TM4C129ENC PDT y ATSAM3x8E respectivamente, el resto de componentes usados son de fácil acceso.

-Se desarrolló en Matlab las etapas de procesamiento que permiten realizar la elevación en frecuencia, filtrado espacial, filtrado adaptado y detección de envolvente.

-Por medio del filtrado espacial se pudo obtener la información de la señal en diferentes puntos en el espacio, lo que permitió analizar las direcciones de interés.

-El filtro adaptado permitió maximizar la relación señal a ruido (SNR) para que de esta manera se pueda resaltar los momentos de llegada de los ecos provenientes de los objetivos localizados en distintas posiciones al frente del arreglo de sensores.

-Los resultados obtenidos en la sección 5.2 comprueban que muestrear por debajo del límite de Nyquist no reduce las capacidades de filtrado espacial del sistema.

-Las variaciones con respecto a la distancia estimada en las pruebas de la sección 5.3 donde el objetivo fue puesto al frente otorgan un error promedio de 0.33 mm y 0.28 mm para  $f_s = 200$  KHz y  $f_s = 12.5$  KHz respectivamente.

-Se comprueba que el uso de una frecuencia de muestreo por debajo del límite de Nyquist permite la eco-localización de objetivos como sería con una frecuencia de muestreo mayor. Esto permite reducir el uso de memoria, los tiempos de transmisión en los buses de información serían menores y la capacidad de almacenamiento se multiplicaría permitiendo de esta manera el uso de un equipamiento más económico a coste de un ligero aumento en la complejidad de procesamiento.

-El uso de señales multi-tono permite obtener mejor resolución como se pudo comprobar teóricamente con las funciones de ambigüedad y en la práctica con los resultados obtenidos en la sección 5.4. A pesar de estas ventajas, su generación significa un aumento en la complejidad de la etapa de generación que ahora requirió de un procesador, lo cual también significa un aumento en el costo. Sin embargo en la industria, la tendencia de incluir en el diseño de los micro-controladores conversores analógico-digital y digital analógicos rápidos y de buena resolución (profundidad

de bits) esta en aumento. Esto significa que la etapa de generación y adquisición podrían ser manejadas por un solo procesador.

-El uso de señales multi-tono también significó un uso eficiente del ancho de banda de los transmisores y receptores ultrasónicos.

## 7 Recomendaciones y futuros trabajos

- Se recomienda verificar que la frecuencia de muestreo y de generación de los dispositivos usados sea constante, debido a que el funcionamiento correcto de la eco-localización y el filtrado espacial depende de esto.
- Se recomienda que la conexión entre los receptores ultrasónicos y sus amplificadores sea lo mas directa posible, debido a que la señal eléctrica generada por los receptores ultrasónicos al recibir una señal posee muy poca potencia.
- Se recomienda evitar el uso de cables entre el modulo ULPI y cualquier otro microcontrolador que soporte USB de alta velocidad, construir un circuito adaptador en PCB reduciría considerablemente las interferencias que podrían causar el mal funcionamiento del modulo ULPI por el uso de cables.
- Se implementará una etapa de filtrado anti-aliasing antes de la etapa de adquisición.
- Las etapas de procesamiento serán implementadas por completo en lenguaje C, con el objetivo de optimizar recursos y aumentar la velocidad de procesamiento. Posteriormente se implementará esta etapa en un MCU de mejores prestaciones.
- Se estudiara el potencial del uso de ruido blanco como señal de excitación para la eco-localización.



## Agradecimientos

Quiero agradecer a mi madre, mi padre y a mis hermanos por su incondicional apoyo y amor. A mis compañeros de ahora y de toda la vida, a mi asesor Manuel Sotomayor Polar por compartir conmigo sus conocimientos y experiencia, al profesor Efraín Zenteno Bolaños por apoyarme durante el desarrollo de este proyecto y a mi buen camarada Martín Valencia, por animarme a andar por el camino de los micro-controladores.



## Bibliografía

- [1] P. Poshala, “Why oversample when undersampling can do the job?” *Texas Instruments, Dallas, TX, USA, Application Rep. SLAA594A*, 2013.
- [2] P. Josue, M. Sotomayor, and E. Zenteno, “Beamforming echo-localization system using multitone excitation signals,” in *Instrumentation Systems, Circuits and Transducers (INSCIT), International Symposium on*. IEEE, 2017, to be published.
- [3] R. J. Lustberg, “Acoustic beamforming using microphone arrays,” Ph.D. dissertation, Massachusetts Institute of Technology, 1993.
- [4] S. Kagami, H. Mizoguchi, Y. Tamai, and T. Kanade, “Microphone array for 2d sound localization and capture,” in *Robotics and Automation, 2004. Proceedings. ICRA '04. 2004 IEEE International Conference on*, vol. 1. IEEE, 2004, pp. 703–708.
- [5] X. Bian, G. D. Abowd, and J. M. Rehg, “Using sound source localization in a home environment,” in *International Conference on Pervasive Computing*. Springer, 2005, pp. 19–36.
- [6] Y. Sun, J. Zhang, and X. Yang, “Design of experimental adaptive beamforming system utilizing microphone array,” *Radar Conference 2013, IET International*, 2013.
- [7] D. Caicedo and A. Pandharipande, “Ultrasonic array sensor for indoor presence detection,” in *Signal Processing Conference (EUSIPCO), 2012 Proceedings of the 20th European*. IEEE, 2012, pp. 175–179.
- [8] D. Caicedo and Pandharipande, “Ultrasonic arrays for localized presence sensing,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 12, no. 5, pp. 849–858, 2012.
- [9] M. A. Clapp and R. Etienne-Cummings, “Sonar echo-location in 2-d using mini-microphone array and spatiotemporal frequency filtering,” in *Circuits and Systems, 2005. ISCAS 2005. IEEE International Symposium on*. IEEE, 2005, pp. 4775–4778.
- [10] L. Kleeman and R. Kuc, “An optimal sonar array for target localization and classification,” in *Robotics and Automation, 1994. Proceedings., 1994 IEEE International Conference on*. IEEE, 1994, pp. 3130–3135.
- [11] F. Florin, F. Fohanno, I. Quidu, and J.-P. Malkasse, “Synthetic aperture and 3d imaging for mine hunting sonar,” in *Undersea Defence Technology (UDT) Europe 2004*, 2004, p. xx.

- 
- [12] M. Paton, L. Mayer, and C. Ware, "Interactive 3d tools for pipeline route planning," in *OCEANS'97. MTS/IEEE Conference Proceedings*, vol. 2. IEEE, 1997, pp. 1216–1221.
  - [13] M. Fink, G. Montaldo, and M. Tanter, "Time-reversal acoustics in biomedical engineering," *Annual review of biomedical engineering*, vol. 5, no. 1, pp. 465–497, 2003.
  - [14] A. Ens, L. M. Reindl, J. Bordoy, J. Wendeberg, and C. Schindelhauer, "Unsynchronized ultrasound system for tdoa localization," in *Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2014 International Conference on*. IEEE, 2014, pp. 601–610.
  - [15] T. Jossierand and J. Wolley, "A miniature high resolution 3-d imaging sonar," *Ultrasonics*, vol. 51, no. 3, pp. 275–280, 2011.
  - [16] J. Sun, X. Zeng, and Z. Chen, "A direct rf-undersampling retrodirective array system," in *Radio and Wireless Symposium, 2008 IEEE*. IEEE, 2008, pp. 631–634.
  - [17] S. Yu and X. Wang, "Bandpass sampling of one rf signal over multiple rf signals with contiguous spectrums," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 16, no. 1, pp. 14–17, 2009.
  - [18] C.-H. Tseng and S.-C. Chou, "Direct downconversion of multiple rf signals using bandpass sampling," in *Communications, 2003. ICC'03. IEEE International Conference on*, vol. 3. IEEE, 2003.
  - [19] R. G. Vaughan, N. L. Scott, and D. R. White, "The theory of bandpass sampling," *IEEE Transactions on signal processing*, vol. 39, no. 9, pp. 1973–1984, 1991.
  - [20] J.-M. Munoz-Ferreras, R. Gomez-Garcia, and F. Perez-Martinez, "Multi-band radar receiver design approach for minimum bandpass sampling," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 49, no. 2, pp. 774–785, 2013.
  - [21] A. A. Winder, "Ii. sonar system technology," *IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics*, vol. 22, no. 5, pp. 291–332, 1975.
  - [22] P. H. Leong, T. D. Abhayapala, and T. A. Lamahewa, "Multiple target localization using wideband echo chirp signals," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 61, no. 16, pp. 4077–4089, 2013.
  - [23] N. Levanon, "Multifrequency complementary phase-coded radar signal," *IEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation*, vol. 147, no. 6, pp. 276–284, 2000.
  - [24] C. Sturm and W. Wiesbeck, "Waveform design and signal processing aspects for fusion of wireless communications and radar sensing," *Proceedings of the IEEE*, vol. 99, no. 7, pp. 1236–1259, 2011.



- [25] “Understanding data converters,” <http://www.ti.com/lit/an/slaa013/slaa013.pdf>, accessed: 2017-07-19.
- [26] “Sam3x,” <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/475959/ATMEL/SAM3X.html>.
- [27] I. McCowan, “Microphone arrays: A tutorial,” *Queensland University, Australia*, pp. 1–38, 2001.
- [28] G. Turin, “An introduction to matched filters,” *IRE transactions on Information theory*, vol. 6, no. 3, pp. 311–329, 1960.
- [29] “Ad822,” <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD822.pdf>.
- [30] “Ma40s4s,” [http://www.murata.com/~media/webrenewal/products/sensor/ultrasonic/open/datasheet\\_maopn.ashx?la=ja-jp](http://www.murata.com/~media/webrenewal/products/sensor/ultrasonic/open/datasheet_maopn.ashx?la=ja-jp).
- [31] “Ma40h1s,” <http://www.murata.com/~media/webrenewal/products/sensor/ultrasonic/open/smd%2040khz%20ultrasonic%20transducerma40h1sr%20revgmay%207%202014.ashx?la=en>.
- [32] “Tm4c129encpdt,” <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tm4c129encpdt.pdf>.
- [33] “Usb3300,” <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/00001783C.pdf>.
- [34] “Usb3300 usb hs board,” [http://www.waveshare.com/wiki/USB3300\\_USB\\_HS\\_Board](http://www.waveshare.com/wiki/USB3300_USB_HS_Board).
- [35] R. F. Armansyah, F. D. Ikram, S. S. Nolika, and T. Adiono, “Efficient sound-source localization system using low cost tdoa computation,” in *Electronics and Smart Devices (ISESD), International Symposium on*. IEEE, 2016, pp. 315–319.
- [36] R. Mason and S. Ma, “Analog dft using an undersampling technique,” *IEEE design & test of computers*, vol. 16, no. 4, pp. 84–88, 1999.

